

日本国特許庁 *McDermott, Will & Emery*
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年10月22日
Date of Application:

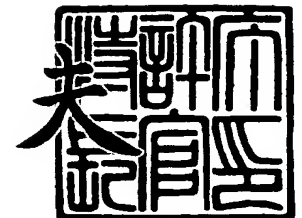
出願番号 特願2003-361469
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2003-361469]

出願人 株式会社ルネサステクノロジ
Applicant(s):

2003年11月 6日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康



【書類名】 特許願
【整理番号】 NT03P0731
【提出日】 平成15年10月22日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H03D 7/14
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市戸塚区吉田町 2 9 2 番地 株式会社日立製作所
 デジタルメディア開発本部内
 【氏名】 五十嵐 豊
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市戸塚区吉田町 2 9 2 番地 株式会社日立製作所
 デジタルメディア開発本部内
 【氏名】 生田 功
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市戸塚区吉田町 2 9 2 番地 株式会社日立製作所
 デジタルメディア開発本部内
 【氏名】 山本 昭夫
【特許出願人】
 【識別番号】 503121103
 【氏名又は名称】 株式会社ルネサステクノロジ
【代理人】
 【識別番号】 100068504
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 小川 勝男
 【電話番号】 03-3661-0071
【選任した代理人】
 【識別番号】 100086656
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 田中 恭助
 【電話番号】 03-3661-0071
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2002-329017
 【出願日】 平成14年11月13日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 081423
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 0308735
 【物件名】 包括委任状 1
 【援用の表示】 平成15年10月16日提出の包括委任状を援用する。

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

入力端子と、
前記入力端子からの信号電圧を信号電流に変換する電圧－電流変換回路と、
前記電圧－電流変換回路にバイアス電流を供給する直流電流源と、
前記電圧－電流変換回路の出力電流を実質 2 等分した第 1 の出力電流と第 2 の出力電流とを出力する電流分岐回路と、
ローカル信号発振器と、
前記ローカル信号発振器のローカル信号位相を実質 90 度進めた又は遅らせたローカル信号を出力する 90 度移相回路と、
前記ローカル信号発振器のローカル信号のタイミングで前記電流分岐回路の第 1 の出力電流を切り替える第 1 の電流スイッチ回路と、
前記第 1 の電流スイッチ回路の出力信号電流を電圧信号に変換する第 1 の電流－電圧変換回路と、
前記 90 度移相回路の出力であるローカル信号のタイミングで前記電流分岐回路の第 2 の出力電流を切り替える第 2 の電流スイッチ回路と、
前記第 2 の電流スイッチ回路の出力信号電流を電圧信号に変換する第 2 の電流－電圧変換回路と、を有し、
前記電流分岐回路の第 1 の出力電流と第 2 の出力電流との出力電圧の振幅を異ならせて出力することを特徴とする直交ミキサ回路。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の直交ミキサ回路であって、
前記電圧－電流変換回路のバイアス電流は、前記第 1 の電流スイッチ回路のバイアス電流と前記第 2 の電流スイッチ回路のバイアス電流との和以上であることを特徴とする直交ミキサ回路。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の直交ミキサ回路であって、
前記電流分岐回路は、抵抗を有することを特徴とする直交ミキサ回路。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の直交ミキサ回路であって、
前記電流分岐回路は、トランジスタを有することを特徴とする直交ミキサ回路。

【請求項 5】

入力端子と、
前記入力端子からの信号を実質等しい第 1 の出力信号と第 2 の出力信号に分岐する分岐回路と、
第 1 の直流電源からバイアス電流を供給し、前記分岐回路の第 1 の出力信号電圧を信号電流に変換する第 1 の電圧－電流変換回路と、
第 2 の直流電源からバイアス電流を供給し、前記分岐回路の第 2 の出力信号電圧を信号電流に変換する第 2 の電圧－電流変換回路と、
ローカル信号発信器と、
前記ローカル信号発信器のローカル信号位相を実質 90 度進めた又は遅らせたローカル信号を出力する 90 度移相回路と、
前記ローカル信号発信器のローカル信号のタイミングで前記第 1 の電圧－電流変換回路の出力電流を切り替える第 1 の電流スイッチ回路と、
前記第 1 の電流スイッチ回路の出力電流を電圧信号に変換する第 1 の電流－電圧変換回路と、
前記 90 度移相回路の出力であるローカル信号のタイミングで前記第 2 の電圧－電流変換回路の出力電流を切り替える第 2 の電流スイッチ回路と、
前記第 2 の電流スイッチ回路の出力電流を電圧信号に変換する第 2 の電流－電圧変換回路と、を有する直交ミキサ回路であって、

前記第1の電圧-電流変換回路の電流出力端子と前記第2の電圧-電流変換回路の電流出力端子間に信号電流または信号電圧を減衰させる減衰回路を有することを特徴とした直交ミキサ回路。

【請求項6】

請求項5に記載の直交ミキサ回路であって、

前記第1の電圧-電流変換回路のバイアス電流は、前記第1の電流スイッチ回路のバイアス電流以上であり、

前記前記第2の電圧-電流変換回路のバイアス電流は、前記第2の電流スイッチ回路のバイアス電流以上であることを特徴とした直交ミキサ回路。

【請求項7】

請求項5に記載の直交ミキサ回路であって、

前記減衰回路は、抵抗を有することを特徴とした直交ミキサ回路。

【請求項8】

請求項1乃至7のいずれかに記載の直交ミキサ回路を用いたことを特徴とする携帯端末。

【請求項9】

RF受信信号電圧または該RF受信信号電圧から変換されたIF受信信号電圧を受け、180度位相の異なる第1及び第2のRF受信信号電流、又は180度位相の異なる第1及び第2のIF受信信号電流に変換する第1の差動回路と、

ローカル信号発振器と、

該ローカル信号発振器のローカル信号位相を90度進め又は遅らせたローカル信号を出力する90度移相回路と、

電流を入力する第1の電流入力端子を有し、前記ローカル信号発振器のローカル信号を受け、前記ローカル信号発振器のタイミングで前記第1の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第1及び第2のI出力信号電流に変換する第2の差動回路と、

電流を入力する第2の電流入力端子を有し、前記ローカル信号発振器のローカル信号を受け、前記ローカル信号発振器と180度位相の異なるタイミングで前記第2の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第3及び第4のI出力信号電流に変換する第3の差動回路と、

電流を入力する第3の電流入力端子を有し、前記90度移相回路の出力であるローカル信号を受け、前記90度移相回路の出力であるローカル信号のタイミングで前記第3の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第1及び第2のQ出力信号電流に変換する第4の差動回路と、

電流を入力する第4の電流入力端子を有し、前記90度移相回路の出力であるローカル信号を受け、前記90度移相回路の出力であるローカル信号と180度位相の異なるタイミングで前記第4の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第3及び第4のQ出力信号電流に変換する第5の差動回路と、

前記第1のI出力信号電流と前記第3のI出力信号電流を加算接続して第5のI信号電流を出力する第1のI信号電流加算接続部と、

前記第2のI出力信号電流と前記第4のI出力信号電流を加算接続して第6のI信号電流を出力する第2のI信号電流加算接続部と、

前記第1のQ出力信号電流と前記第3のQ出力信号電流を加算接続して第5のQ信号電流を出力する第1のQ信号電流加算接続部と、

前記第2のQ出力信号電流と前記第4のQ出力信号電流を加算接続して第6のQ信号電流を出力する第2のQ信号電流加算接続部とを有するギルバートセル型直交ミキサ回路を具備したRF通信用半導体集積回路であって、

前記第1の差動回路の第1のRF受信信号電流又は第1のIF受信信号電流は、第1の電圧降下素子を介して前記第1の電流入力端子へ接続されると共に、第1の電圧降下素子と等しいインピーダンスの第2の電圧降下素子を介して前記第3の電流入力端子へ接続さ

れ、

前記第1の差動回路の第2のRF受信信号電流又は第2のIF受信信号電流は、前記第1及び第2の電圧降下素子と等しいインピーダンスの第3の電圧降下素子を介して前記第2の電流入力端子へ接続されると共に、前記第1、第2、第3の電圧降下素子と等しいインピーダンスの第4の電圧降下素子を介して前記第4の電流入力端子へ接続されて成ることを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項10】

RF受信信号電圧または該RF受信信号電圧から変換されたIF受信信号電圧を受け、180度位相の異なる第1及び第2のRF受信信号電流、又は180度位相の異なる第1及び第2のIF受信信号電流に変換する第1の差動回路と、

前記RF受信信号電圧または前記IF受信信号電圧を受け、180度位相の異なる第3及び第4のRF受信信号電流、又は180度位相の異なる第3及び第4のIF受信信号電流に変換する第1の差動回路と等しい構成の第6の差動回路と、

ローカル信号発振器と、

該ローカル信号発振器のローカル信号位相を90度進め又は遅らせたローカル信号を出力する90度移相回路と、

電流を入力する第1の電流入力端子を有し、前記ローカル信号発振器のローカル信号を受け、前記ローカル信号発振器のタイミングで前記第1の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第1及び第2のI出力信号電流に変換する第2の差動回路と、

電流を入力する第2の電流入力端子を有し、前記ローカル信号発振器のローカル信号を受け、前記ローカル信号発振器と180度位相の異なるタイミングで前記第2の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第3及び第4のI出力信号電流に変換する第3の差動回路と、

電流を入力する第3の電流入力端子を有し、前記90度移相回路の出力であるローカル信号を受け、前記90度移相回路の出力であるローカル信号のタイミングで前記第3の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第1及び第2のQ出力信号電流に変換する第4の差動回路と、

電流を入力する第4の電流入力端子を有し、前記90度移相回路の出力であるローカル信号を受け、前記90度移相回路の出力であるローカル信号と180度位相の異なるタイミングで前記第4の電流入力端子に入力される電流を切り替え、180度位相の異なる第3及び第4のQ出力信号電流に変換する第5の差動回路と、

前記第1のI出力信号電流と前記第3のI出力信号電流を加算接続して第5のI信号電流を出力する第1のI信号電流加算接続部と、

前記第2のI出力信号電流と前記第4のI出力信号電流を加算接続して第6のI信号電流を出力する第2のI信号電流加算接続部と、

前記第1のQ出力信号電流と前記第3のQ出力信号電流を加算接続して第5のQ信号電流を出力する第1のQ信号電流加算接続部と、

前記第2のQ出力信号電流と前記第4のQ出力信号電流を加算接続して第6のQ信号電流を出力する第2のQ信号電流加算接続部とを有するギルバートセル型直交ミキサ回路を具備したRF通信用半導体集積回路であって、

前記第1の差動回路の第1のRF受信信号電流または第1のIF受信信号電流は、前記第1の電流入力端子へ接続され、

前記第1の差動回路の第2のRF受信信号電流または第2のIF受信信号電流は、前記第2の電流入力端子へ接続され、

前記第2の差動回路の第3のRF受信信号電流または第3のIF受信信号電流は、前記第3の電流入力端子へ接続され、

前記第2の差動回路の第4のRF受信信号電流または第4のIF受信信号電流は、前記第4の電流入力端子へ接続され、

前記第1の電流入力端子は第1の電圧降下素子を介して前記第3の電流入力端子と接続

され、

前記第2の電流入力端子は前記第1の電圧降下素子と等しいインピーダンスの第2の電圧降下素子を介して前記第4の電流入力端子と接続されて成ることを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項11】

請求項10記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1及び第6の差動回路の動作電流の和が、請求項9記載の第1の差動回路の動作電流と略等しく減少することを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項12】

請求項9に記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1～第4の電圧降下素子は、シリコン基板表面の絶縁膜上に形成された多結晶シリコン層を用いたことを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項13】

請求項10または請求項11に記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1及び第2の電圧降下素子は、シリコン基板表面の絶縁膜上に形成された多結晶シリコン層を用いたことを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項14】

請求項9に記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1～第4の電圧降下素子はシリコン基板表面の絶縁膜上に形成され、蛇行パターン形状に加工された金属配線層を用いたことを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項15】

請求項10または請求項11に記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1及び第2の電圧降下素子はシリコン基板表面の絶縁膜上に形成され、蛇行パターン形状に加工された金属配線層を用いたことを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項16】

請求項9に記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1～第4の電圧降下素子はシリコン基板表面の絶縁膜上に形成され、スパイラル形状パターンに加工された金属配線層を用いたことを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項17】

請求項10または請求項11に記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記第1及び第2の電圧降下素子はシリコン基板表面の絶縁膜上に形成され、スパイラル形状パターンに加工された金属配線層を用いたことを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項18】

請求項14乃至17のいずれかに記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記金属配線層は、アルミニウム配線層であることを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【請求項19】

請求項12乃至18のいずれかに記載のRF通信用半導体集積回路において、

前記絶縁膜は、SiO₂膜であることを特徴とするRF通信用半導体集積回路。

【書類名】明細書

【発明の名称】直交ミキサ回路及びそれを用いた携帯端末

【技術分野】

【0001】

本発明は、ミキサ回路及びそれを用いた携帯端末に関係しており、特に信号を、周波数が等しく位相の90度異なる2つのローカル信号を用いて周波数変換する直交ミキサ及びそれを用いた携帯端末に関するものである。

【背景技術】

【0002】

半導体回路技術の向上から、半導体回路の長所（半導体チップ間の部品定数の絶対値はばらつくが、1つの半導体チップ内での部品定数の相対値は高精度で一致する）を利用し、SAWフィルタや誘電体フィルタが不要な無線信号処理回路方式が提案されている。これは、ゼロIF方式、低IF方式、広帯域IF方式などである。いずれも外付けのSAWフィルタや誘電体フィルタを必要とせず、所望の帯域以外の帯域に存在する信号の抑圧は半導体へ内蔵可能なフィルタで行なう（無線方式、或いはシステム的要求により一部のフィルタを外付けする必用が生ずることもある）。

【0003】

ゼロIF方式、低IF方式、広帯域IF方式には信号の周波数を変換するミキサ回路の構成にはある共通の特徴がある。このミキサを直交ミキサと呼び、例として、後述の非特許文献1のFig.1.にMerged LNA and Mixer for 2.14 GHz direct conversion front-endと題したものがある。

【0004】

【非特許文献1】A. Karimi-Sanjaani、H. Sjoland and A. Abidi、"A 2GHz Merged CMOS LNA and Mixer for WCDMA"、In Digest of Tech. Papers VLSI Symposium 2001、June 2001、pp. 19-22、Tokyo、Japan、

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

課題を抽出するため、上記Fig.1.に記載された技術を本願発明者らが解析し、ブロック図として表わしたものを、図6に示す。図6の直交ミキサの電流スイッチ回路18、19は、半導体回路において、トランジスタ回路で実現される。この時、電流スイッチ回路18、19の電流入力端子25、26の電圧は、ローカル入力端子27、28の信号電圧の影響を受ける。ローカル入力端子27、28より正弦波が入力されたときのローカル入力端子27、28へ入力される波形を図7に示す。なお、図6において、参照符号33、34は不平衡-平衡信号変換回路であり、35、36は平衡-不平衡信号変換回路である。

【0006】

図6において、トランジスタ29、30、31、32のそれぞれ対を構成するトランジスタ同士のエミッタ間は短絡されている。そのため、ローカル入力端子27、28への図7に示す入力波形101、102の振幅が大きくなると、波形上部（電圧が高い所）がつぶれてしまう。一般に、利得や雑音特性を向上させるためには、直交ミキサのローカル入力端子27、28への入力信号振幅は大きくなければならないが、図6のような直交ミキサはローカル信号波形が歪んでしまい、図8に示す波形103、104のように波形上部がつぶれてしまうことになる。これにより、ローカル信号の不要な高調波が増大し、ローカル入力端子27へのローカル信号が電流スイッチ回路19側へ漏れこんだり、その逆にローカル入力端子28へのローカル信号が電流スイッチ回路18側へ漏れこんだりする。また、図8のような正負非対称のとなるローカル信号波形により電流スイッチ回路18、19のオンとオフの時間が等しくなくなるため、直交ミキサの2次歪み特性の劣化、直流オフセットの発生などの不具合が生ずる。そこで、本願発明では、入力波形の振幅が大きいときでも波形上部がつぶされず、特性の劣化がなく消費電流を低減した直交ミキサ回路、及び、性能を落とさず、待ち時間を長くした又は軽量の携帯端末を提供することを課題

とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記課題は、特許請求の範囲に記載された発明により、解決される。特許請求の範囲に記載された構成とすることにより、波形上部がつぶされず、特性の劣化がなく消費電流の低減を図ることができる

本発明の代表的手段の一例を示せば次の通りである。即ち、本発明に係る直交ミキサ回路は、入力端子と、前記入力端子からの信号電圧を信号電流に変換する電圧－電流変換回路と、前記電圧－電流変換回路にバイアス電流を供給する直流電流源と、前記電圧－電流変換回路の出力電流を実質2等分した第1の出力電流と第2の出力電流とを出力する電流分岐回路と、ローカル信号発振器と、前記ローカル信号発振器のローカル信号位相を実質90度進めた又は遅らせたローカル信号を出力する90度移相回路と、前記ローカル信号発振器のローカル信号のタイミングで前記電流分岐回路の第1の出力電流を切り替える第1の電流スイッチ回路と、前記第1の電流スイッチ回路の出力信号電流を電圧信号に変換する第1の電流－電圧変換回路と、前記90度移相回路の出力であるローカル信号のタイミングで前記電流分岐回路の第2の出力電流を切り替える第2の電流スイッチ回路と、前記第2の電流スイッチ回路の出力信号電流を電圧信号に変換する第2の電流－電圧変換回路と、を有し、前記電流分岐回路の第1の出力電流と第2の出力電流との出力電圧の振幅を異ならせて出力することを特徴とするものである。

【発明の効果】

【0008】

本発明によれば、消費電流を低減した直交ミキサ回路、無線（RF）通信用半導体集積回路、及び、携帯端末を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

以下、本発明の実施の形態を図面を用いて説明する。なお、図1において、図6と同じ構成部分は同じ参照符号で示す。図1は本発明による直交ミキサの第1の実施形態を示すブロック図である。直流電流源12、電圧－電流変換回路（V/I変換回路）14はそれぞれ一つである。V/I変換回路14の出力電流を電流分岐回路200で分岐している。以下に図1の直交ミキサの詳しい説明を展開する。

【0010】

ローカル信号発振器16の信号をローカル信号発振器16と同じ位相で電流スイッチ回路19へ入力する。また、ローカル信号発振器16の信号を90度移相回路17で90度だけ位相をずらせて、電流スイッチ回路18へ入力する。

【0011】

電流スイッチ回路18、19は、それぞれに入力されたローカル信号のタイミングで電流分岐回路200の出力電流をオンオフする。即ち、電流スイッチ回路18と電流スイッチ回路19では、電流分岐回路200の出力電流をオンオフするタイミングは、ローカル信号の位相で90度分異なる。電流スイッチ回路18、19の出力電流は、電流分岐回路200の出力電流の信号周波数とローカル信号発振器16の信号周波数の差、または和の周波数成分が含まれる。位相は90度分異なっているとしているが、本願発明の趣旨より、実質的に90度分異なっていればよい。

【0012】

電流スイッチ回路18、19の出力電流はそれぞれ電流－電圧変換回路（I/V変換回路）20、21で電圧に変換され、それぞれ出力端子22、23より出力される。

【0013】

入力端子10より入力された信号は、V/I変換回路14へ入力される。V/I変換回路14はトランジスタ回路で構成されるのでバイアス電流が必要である。従って、V/I変換回路14には、バイアス電流として直流電流源12から直流電流が入力される。V/I変換回路14の出力信号は、電流分岐回路200へ入力される。電流分岐回路200は

、電流分岐回路の電流入力端子 201 へ流入する電流を I_{201} 、電流分岐回路 200 の電流出力端子 202 の電圧、流出する電流をそれぞれ V_{202} 、 I_{202} 、電流分岐回路 200 の電流出力端子 203 の電圧、流出する電流をそれぞれ V_{203} 、 I_{203} とすると、

$$I_{202} = I_{203} \quad (\text{式 1})$$

$$|I_{201}| \geq |I_{202} + I_{203}| \quad (\text{式 2})$$

$$V_{202} \neq V_{203} \quad (\text{式 3})$$

の関係があるものとする。(式 1)、(式 2) の関係より、電流分岐回路 200 の出力電流で電流スイッチ回路 18、19 のバイアス電流を供給し、消費電流を削減する。ここで、(式 1) は、入力端子 10 から出力端子 22 への信号の変換利得と、入力端子 10 から出力端子 23 への信号の変換利得とが等しくなるようにするために必要な条件である。(式 2) の不等号は、電流分岐回路 200 の構成により V/I 変換回路 14 のバイアス電流の全てが電流スイッチ回路 18、19 へ供給される必用はないことを示す。

【0014】

また、(式 3) の関係より、図 8 のようにローカル信号波形上部がつぶれることはない。これにより、ローカル信号の不要な高調波が増大し、ローカル入力端子 27 へのローカル信号が電流スイッチ回路 19 側へ漏れこんだり、その逆にローカル入力端子 28 へのローカル信号が電流スイッチ回路 18 側へ漏れこんだりすることを防げる。また、図 8 のような正負非対称のとなるローカル信号波形により電流スイッチ回路 18、19 のオンとオフの時間が等しくなくなることによる直交ミキサの 2 次歪み特性の劣化、直流オフセットの発生などの不具合を防ぐことができる。

【0015】

電流分岐回路 200 の回路例を図 2 に示す。図 2 において図 1 の電流分岐回路 200 と同様の動作を行う部分には図 1 と同じ番号を付し説明を略す。図 2 において、207、208 はトランジスタ、206 は直流電圧源である。トランジスタ 207、208 は等しい大きさのものであり、従って等しい抵抗値を持つ。図 2 において (式 1)、(式 2)、(式 3) は満たされる。図 2 はベース電流が存在するため $|I_{201}| > |I_{202} + I_{203}|$ となるので、先の、「(式 2) の不等号は、電流分岐回路 200 の構成により V/I 変換回路 14 のバイアス電流の全てが電流スイッチ回路 18、19 へ供給される必用はないことを示す」という記述に対する一例となる。

【0016】

図 2 を電流分岐回路 200 として用いることで、図 1 の直交ミキサのローカル入力端子 27、28 より正弦波が入力されたときの波形は図 7 のようになる。また、電流スイッチ回路 18、19 から見た V/I 変換回路 14 のインピーダンスは高いため、電流スイッチ回路 18、19 から V/I 変換回路 14 へのローカル信号の漏れは抑圧される。

【0017】

電流分岐回路 200 の他の回路例を図 3 に示す。図 3 において、図 1 の電流分岐回路 200 と同様の動作を行う部分には図 1 と同じ番号を付し説明を略す。図 3 において、204、205 は抵抗である。抵抗 204、205 は等しい抵抗値を持つ。図 3 においても、(式 1)、(式 2)、(式 3) は満たされる。

【0018】

図 3 も図 2 と同様な効果となるが、トランジスタを用いないためバッテリー駆動携帯端末などで用いられる低電圧回路に対し、図 2 よりも適した構成となる。しかし、電流スイッチ回路 18、19 から見た V/I 変換回路 14 のインピーダンスは図 2 よりも低くなるため、電流スイッチ回路 18、19 から V/I 変換回路 14 へのローカル信号漏れの抑圧特性は図 2 の場合より若干劣化する。

【0019】

電流分岐回路 200 には図 2、図 3 以外にも考えられるトポロジが存在するが、(式 1)、(式 2)、(式 3) が実質的に満たされればよい。

【0020】

電流分岐回路 200 の出力電流は、電流スイッチ回路 18、19 へそれぞれ入力される

。電流スイッチ回路18、19もトランジスタ回路であるため、バイアス電流が必用であるが、これは、電流分岐回路200の出力電流から供給し、消費電流を削減している。

【0021】

図4は本発明による直交ミキサの第2の実施形態を示すブロック図である。図4において図1と同様の動作を行う部分には図1と同じ番号を付し説明を略す。

【0022】

図4の直交ミキサは、トランジスタ29、30、31、32のそれぞれ対を構成するトランジスタ同士のエミッタ間は短絡されていないため、図8のように波形上部がつぶれてしまうことはない。しかし、減衰回路300がない場合、図1と同様の利得を得ようとすると2つのV/I変換回路14、15があるため、電力消費が大きくなってしまう。そこで、図4のように信号電流または信号電圧を減衰させる減衰回路300を設けて、電力消費の低減を図っている。

【0023】

すなわち、以下のような動作を行っている。減衰回路300は端子301から端子302への信号電流または信号電圧を減衰させる。逆に、端子302から端子301への信号も、端子301から端子302への信号と同量減衰させる。減衰回路300により少ない電流で動作するために利得の小さいV/I変換回路14、15の出力電流の信号成分が加算され、結果として図4の直交ミキサの利得が増加する。

減衰回路300は、減衰回路の端子301、302の電圧をそれぞれ V_{301} 、 V_{302} とすると、

$$V_{301} \neq V_{302} \quad (\text{式4})$$

の関係があるものとする。

【0024】

減衰回路300の回路例を図5に示す。図5において図4の減衰回路300と同様の動作を行う部分には図4と同じ番号を付し説明を略す。図5において、303は抵抗である。図5に示すようにわずか一本の抵抗で図4の要求する機能を果たすことが可能である。図5の回路は(式4)を満足する。減衰回路300には図5以外にも考えられるトポロジーが存在するが、(式4)が満たされればよい。

【0025】

また、これまでの実施の形態に記載されている直交ミキサ回路を携帯端末に用いることにより、利得特性、雑音特性の向上、信号歪みの削減をすることができ、すなわち、特性の劣化を防ぐことができ、また、消費電力の低減を図ることができる携帯端末を提供することができる。消費電力の低減を図れるので、待ち時間を長くできたり、その分、軽量にすることもできる。

【0026】

図9は、本発明による直交ミキサの第3の実施形態を示す図であり、図1に示した電流分岐回路を設けた具体的な構成例を示す回路図である。本実施形態ではローカル信号を発生する発振器と90度移相回路を省略して、直交ミキサの要部だけを示している。図9において、V/I変換回路14aは、直流をカットする2個のバイパスコンデンサCと、3個の抵抗R5、R6、R7と、第1の差動対を構成するトランジスタQ9、Q10とから構成され、端子T5、T6でRF受信信号電圧を受けて、180度位相の異なる信号電流s1、s2に変換する。

【0027】

電流スイッチ回路19aは、第2の差動対を構成するトランジスタQ1、Q2と、第3の差動対を構成するトランジスタQ3、Q4とからなり、第2の差動対はローカル発振器からのローカル信号を端子T1、T2で受け、このローカル信号のタイミングで電流入力ノードn1に入力される電流を切り替えて、180度位相の異なるI出力信号電流i1、i2に変換する。第3の差動対は同様に、ローカル発振器からのローカル信号を端子T1、T2で受け、このローカル信号のタイミングで電流入力ノードn2に入力される電流を切り替えて、180度位相の異なる出力信号電流i3、i4に変換する。

【0028】

電流スイッチ回路18aは、第4の差動対を構成するトランジスタQ5、Q6と、第5の差動対を構成するトランジスタQ7、Q8とからなり、第4の差動対は90度位相回路を介したローカル信号を端子T3、T4で受け、このローカル信号のタイミングで電流入力ノードn3に輸入される電流を切り替えて、180度位相の異なる出力信号電流q1、q2に変換する。第5の差動対は同様に、90度位相回路を介したローカル信号を端子T3、T4で受け、このローカル信号のタイミングで電流入力ノードn4に輸入される電流を切り替えて、180度位相の異なる出力信号電流q3、q4に変換する。第1の差動対の出力信号s1は抵抗Rd1を介して電流入力ノードn1に接続されると共に、抵抗Rd2を介して電流入力ノードn3に接続されている。また、第1の差動対の出力信号s2は出力信号2は抵抗Rd3を介して電流入力ノードn2に接続されると共に、抵抗Rd4を介して電流入力ノードn4に接続されている。ここで、抵抗Rd1～Rd4は同じ抵抗値であり、例えば50Ωとする。

【0029】

出力信号電流i1とi3を加算接続する接続ノードN1と負荷抵抗RL1との接続部に接続された端子T7からRF入力信号とローカル信号とを乗算したミキサ出力のI出力電圧信号が得られ、出力信号電流i2とi4を加算接続する接続ノードN2と負荷抵抗RL2との接続部に接続された端子T8からミキサ出力のI⁻出力電圧信号が得られる。なお、ここで“-”はバー記号（反転記号）を表わす。また、この種のミキサ回路は、ギルバートセル型直交ミキサ回路とも呼ばれる。

【0030】

出力信号電流q1とq3を加算接続する接続ノードN3と負荷抵抗RL3との接続部に接続された端子T9からRF信号とローカル信号とを乗算したミキサ出力のQ出力電圧信号が得られ、出力信号電流q2とq4を加算接続する接続ノードN3と負荷抵抗RL4との接続部に接続された端子T9からRF入力信号とローカル信号とを乗算したミキサ出力のQ⁻出力電圧信号が得られる。ここで、負荷抵抗RL1～RL4は同じ抵抗値である。

【0031】

バイアス回路BC1は、抵抗R9、R10を介して差動対トランジスタQ9、Q10のベースにバイアス電流を供給する回路である。バイアス回路BC2は、抵抗R11を介してトランジスタQ1、Q4のベースに、抵抗R12を介してトランジスタQ2、Q3のベースに、抵抗R13を介してトランジスタQ5、Q8に、抵抗R14を介してトランジスタQ6、Q7のベースにそれぞれバイアス電流を供給する回路である。また、Vccは回路の電源電圧である。第2～第5の差動対の各動作電流をIBとすると、第1の差動対の各トランジスタの動作電流は2IBである。

【0032】

このように構成される本実施形態のミキサ回路は、半導体基板上に集積回路として形成される。また、第1の実施形態と同様に、電流スイッチ回路18a、19aと、V/I変換回路14aのバイアス電流は、電流分岐回路200a1、200a2を通して共通に供給されるため消費電流が少ない。

【0033】

なお、本実施形態では入力信号をRF受信信号電圧としたが、RF受信信号電圧から変換されたIF（中間周波）受信信号としてもよい。

【0034】

また、本実施形態の直交ミキサ回路における下段の第1の差動対の二つの出力信号である差動相補信号s1、s2を、上段の第2～第5の4つの差動対の電流入力ノードn1～n4に印加する抵抗Rd1～Rd4として、図11に示す構造の多結晶シリコン（Poly-Si）や、図12および図13に示すスパイラル形状、あるいは蛇行形状にパターン加工されたアルミニウムなどのメタル配線層を用いた抵抗を用いればよい。図11の断面図に示すように、例えば多結晶シリコン抵抗は、絶縁物であるシリコン酸化膜（SiO2）を介してSi基板SUBから離れた位置に形成されているので寄生容量が小さい。したがって

、ローカル発振器からの高周波信号が寄生容量を介してリークするリーク信号成分を低減できる。メタル配線を用いてスパイラル形状の抵抗とする場合は、なるべく上層の配線層 M1 を用い、図 12 (a) の A-A' 線に沿った部分の断面図の図 12 (b) に示すように、交差する個所は下の配線層 M2 を用いるか、或るいは V/I 変換回路 14 a のトランジスタを形成する拡散層を用いてもよい。

【0035】

以下、本実施形態の直交ミキサを、一例として図 14 に示す構成のダイレクトコンバージョン受信部（ゼロ I F レシーバとも言う）に適用した場合について説明する。なお、図 14 において、説明を簡単にするためにブロック間の矢印は差動信号を示すものとする。アンテナ ANT で受信した RF 信号は、バンドパスフィルタ BPF を経由して低雑音増幅器 LNA に入力され、低雑音増幅器の出力は直交ミキサ部 40 内に入り分岐される。分岐された低雑音増幅器 LNA の出力電圧の低下を補うために、それぞれエミッタフォロウ構成のバッファ回路 BF1, BF2 を介してミキサコア部 41, 42 へ入力される。ミキサコア部 41, 42 はそれぞれ、V/I 変換回路 43, 44、電流スイッチおよび負荷回路 45, 46 からなる回路であり、電流スイッチおよび負荷回路 45 には、電圧制御発振器 (VCO) 出力を、スイッチ SW により 1/2 分周回路 (1/2 DV) を 1 個又は 2 個通して得られる所定の周波数がローカル信号として入力され、電流スイッチおよび負荷回路 46 には、上記所定の周波数を 90° 移相器 47 で位相を 90 度シフトしたローカル信号が入力される。ミキサコア部 41 で RF 信号とローカル信号とが乗算され、その出力は希望チャネルの信号以外の信号をローパスフィルタ LPF で減衰させながら可変利得増幅器 VGA1 で増幅されて相補の I 出力信号 (I, I⁻) として得られる。なお、図では 1 段の可変利得増幅器しか示していないが、実際には多段接続されて所要の信号レベルまで増幅される。

【0036】

一方、ミキサコア部 42 で RF 信号と 90 度シフトしたローカル信号とが乗算され、その出力はローパスフィルタ LPF を介して可変利得増幅器 VGA1 に入力され相補の Q 出力信号 (Q, Q⁻) として得られる。ここで、所定の周波数とは、受信システムにより規定された信号周波数である。例えば、GSM1800 対応のダイレクトコンバージョン受信システムでは、受信周波数帯域が 1.805~1.880 GHz であり、この場合には発振周波数が 3.610~3.760 GHz の VCO を用いて 1/2 分周すればよいので、スイッチ SW を開いて 1 個の 1/2 DV を通せばよい。また、R-GSM 対応では、受信周波数帯域が 921~960 MHz であり、この場合には発振周波数が 3.684~3.840 GHz の VCO を用いて 1/4 分周すればよいので、スイッチ SW を閉じて 2 個の 1/2 DV を通せばよい。同様に、P-GSM、GSM1900 対応等、それぞれの受信周波数帯域に応じて VCO 発振周波数と分周器の個数を適宜組み合わせれば所定の周波数が得られることは言うまでもない。

【0037】

このように構成されるダイレクトコンバージョン受信部の直交ミキサ部 40 に、図 9 に示した本実施形態の構成を適用すると、図 14 の構成で必要だった 2 つの V/I 変換回路 43, 44 は、図 9 に示す 1 つの V/I 変換回路 17 a だけでよい。このため、低雑音増幅器 LNA の出力を分岐する必要がなくなる。したがって、低雑音増幅器 LNA の出力電圧の低下がないので、図 14 で必要だった 2 つのバッファ回路 BF1, BF2 も必要がなくなる。すなわち、図 15 に示す構成となる。これにより、図 14 のミキサコア部 40, 41 でそれぞれ 8 mA の電流が流れ、バッファ回路 1 つ当たりで 4 mA の電流が流れるとすると、24 mA の消費電流が必要であるが、本実施形態を適用した図 15 の直交ミキサではバッファ回路が不要となるので 8 mA の消費電流で済み、1/3 の消費電流となる。

【0038】

図 10 は、本発明による直交ミキサの第 4 の実施形態を示す図であり、減衰回路を設けた構成例を示す回路図である。本実施形態ではローカル信号を発生する発振器と 90 度移相回路を省略して、直交ミキサの要部だけを示している。図 10 において、説明の便宜上

、図9と同じ構成部分には同じ参照符号を付して、その詳細な説明は省略する。すなわち、1個のV/I変換回路14aの代わりに、差動対の各トランジスタの動作電流がV/I変換回路14aの半分の I_B である同じ構成の2個のV/I変換回路14c, 14dを設け、電流分岐回路200a1, 200a2の代わりに抵抗 R_{d1} からなる減衰回路300aと抵抗 R_{d2} からなる300bを設けている点が図9の直交ミキサと相違する。

【0039】

具体的には、V/I変換回路14cのトランジスタQ9cのコレクタに現れる出力信号s1は第2の差動対の電流入力ノードn1に、V/I変換回路14dのトランジスタQ9dのコレクタに現れる出力信号s1は第2の差動対の電流入力ノードn3に接続されると共に、減衰回路300aを介して第2および第4の差動対の電流入力ノードn1とn3が接続される。V/I変換回路14cのトランジスタQ10cのコレクタに現れる出力信号s2は第3の差動対の電流入力ノードn2に、V/I変換回路14dのトランジスタQ10dのコレクタに現れる出力信号s2は第4の差動対の電流入力ノードn4に接続されると共に、減衰回路300bを介して第3および第5の差動対の電流入力ノードn2とn4に接続されている点が相違する。

【0040】

このように構成される本実施形態の直交ミキサは、V/I変換回路14c, 14dは半分の動作電流 I_B で動作するため、電流が少ない分、入力インピーダンスが高く、図14の回路に本実施形態の直交ミキサを適用する場合、低雑音増幅器LNAとV/I変換回路との間にバッファ回路BF1, BF2は不要となるので、図16に示す構成となる。

【0041】

本実施形態でも、減衰回路300a, 300bの抵抗 R_{d1} , R_{d2} は、ローカル発振器からの高周波信号が寄生容量を介してリークするリーク信号成分を低減するために、図11～図13で示したいずれかの抵抗を用いることは言うまでもない。

【0042】

以上、本発明に係る好適ないくつかの実施形態例を述べたが、本発明の精神を逸脱しない範囲内において、種々の設計変更をなし得ることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【0043】

【図1】第1の実施の形態を説明する直交ミキサのブロック図である。

【図2】電流分岐回路の回路図の一例である。

【図3】電流分岐回路の回路図の他の例である。

【図4】第2の実施の形態を説明する直交ミキサのブロック図である。

【図5】減衰回路の回路図の一例である。

【図6】従来例を説明する消費電流を削減した直交ミキサのブロック図である。

【図7】図6の直交ミキサのローカル入力端子へ入力するローカル信号の波形(小振幅)である。

【図8】図6の直交ミキサのローカル入力端子へ入力するローカル信号の波形(大振幅)である。

【図9】本発明による直交ミキサの第3の実施形態を示す図である。

【図10】本発明による直交ミキサの第4の実施形態を示す図である。

【図11】本発明による直交ミキサで用いる多結晶シリコン抵抗の断面図である。

【図12】本発明による直交ミキサで用いるスパイラル形状の抵抗の平面図及び断面図である。

【図13】本発明による直交ミキサで用いる蛇行形状のメタル配線を用いた抵抗の平面図である。

【図14】本発明の直交ミキサを適用するダイレクトコンバージョン受信器の要部構成図である。

【図15】本発明による第3の実施形態の直交ミキサを図14の受信器に適用した構成図である。

【図16】本発明による第4の実施形態の直交ミキサを図14の受信器に適用した構成図である。

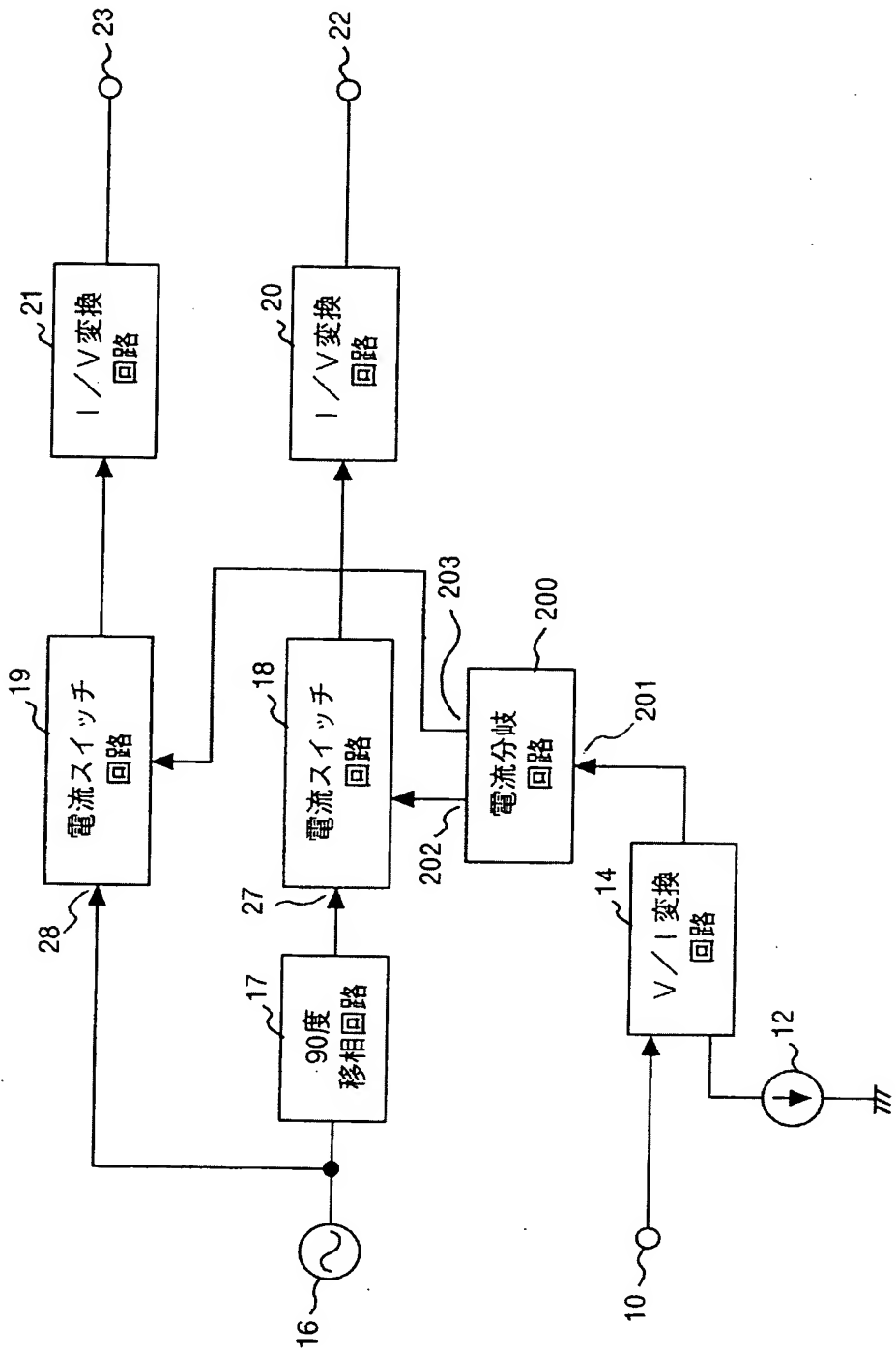
【符号の説明】

【0044】

10…入力端子、11…信号分岐、12, 13…直流電流源、14, 14a, 14c, 14d, 15…電圧-電流変換回路（以下、 V/I 変換回路と記す）、16…ローカル信号発振器、17…90度移相回路、18, 19…電流スイッチ回路、20, 21…電流-電圧変換回路（以下、 I/V 変換回路と記す）、22, 23…出力端子、24… V/I 変換回路14の電流出力端子、25…電流スイッチ回路18の電流入力端子、26…電流スイッチ回路19の電流入力端子、27…電流スイッチ回路18のローカル入力端子、28…電流スイッチ回路19のローカル入力端子、29, 30, 31, 32…トランジスタ、33, 34…不平衡-平衡信号変換回路、35, 36…平衡-不平衡信号変換回路、40…直交ミキサ部、41, 42…ミキサコア部、43, 44… V/I 変換回路、45, 46…電流スイッチおよび負荷回路、47…90°移相器、101…ローカル入力端子27への入力波形、102…ローカル入力端子28への入力波形、103…トランジスタ29のベースへの入力波形、104…トランジスタ31のベースへの入力波形、200…電流分岐回路、201…電流分岐回路200の電流入力端子、202, 203…電流分岐回路200の電流出力端子、204, 205…抵抗、207, 208…トランジスタ、206…直流電圧源、300, 300a, 300b…減衰回路、301, 302…減衰回路の端子、303…抵抗、T1~T4…ローカル信号入力端子、BC1, BC2…バイアス回路、s1, s2… V/I 変換回路の出力信号、 I_B …動作電流、T5, T6…RF信号入力端子、T7, T8…I信号出力端子、T9, T10…Q信号出力端子、Rd1~Rd4…抵抗、RL1~RL4…負荷回路、Q1~Q10, Q9c, Q9d, Q10c, Q10d…トランジスタ。

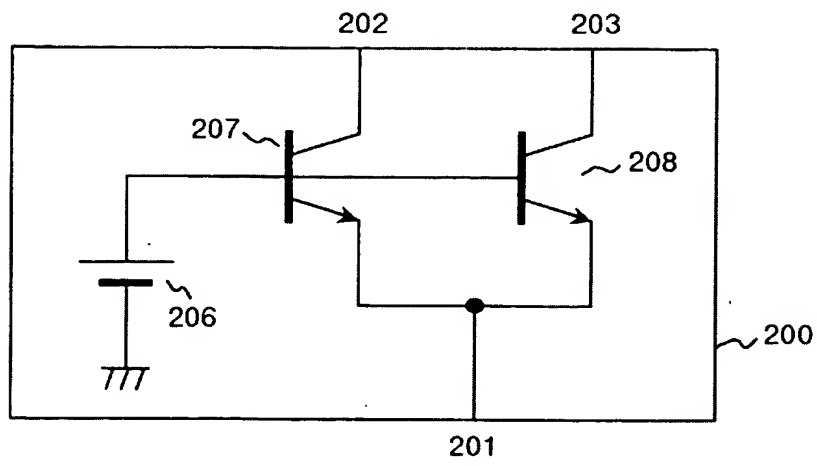
【書類名】 図面
【図 1】

図 1



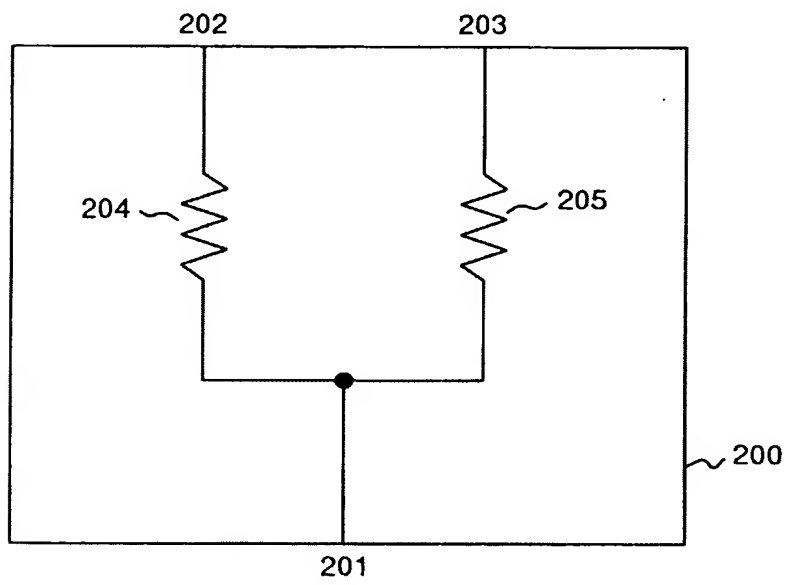
【図 2】

図 2



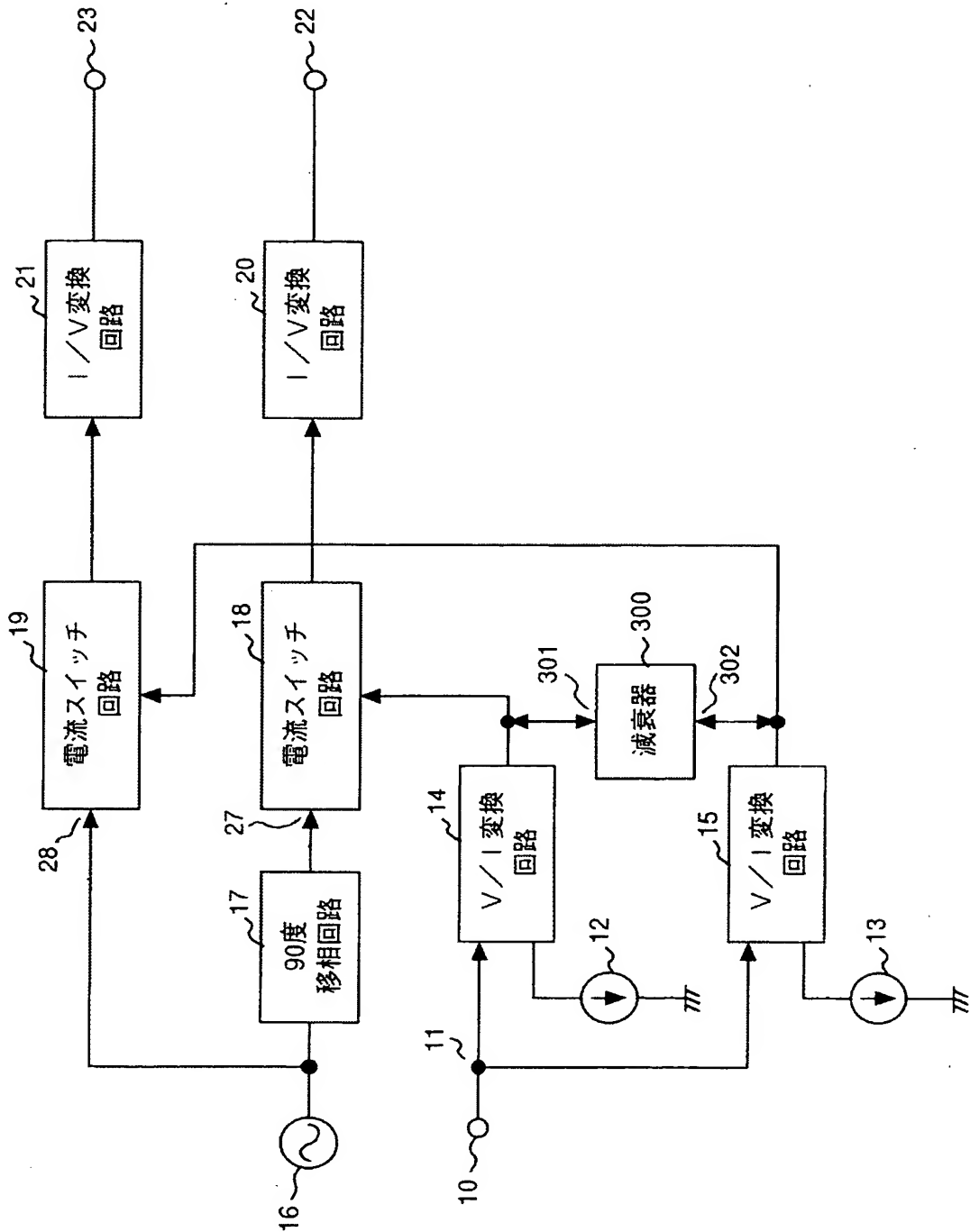
【図 3】

図 3



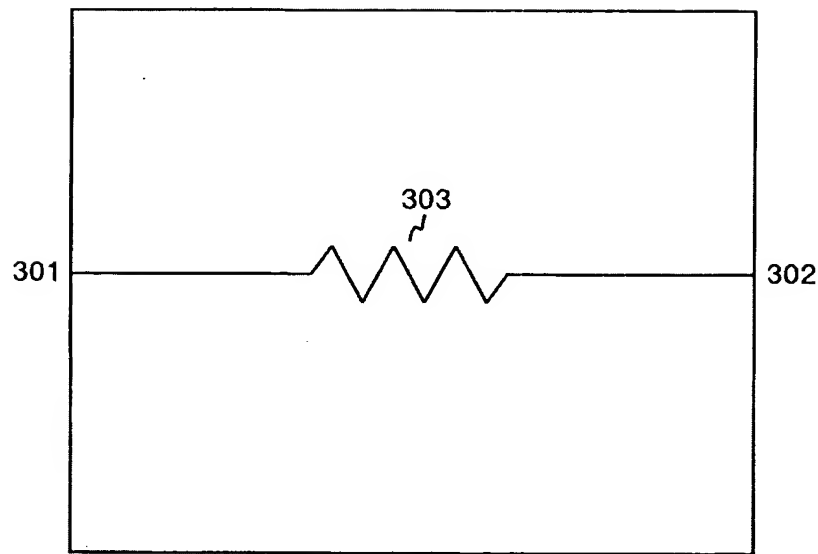
【図 4】

図 4



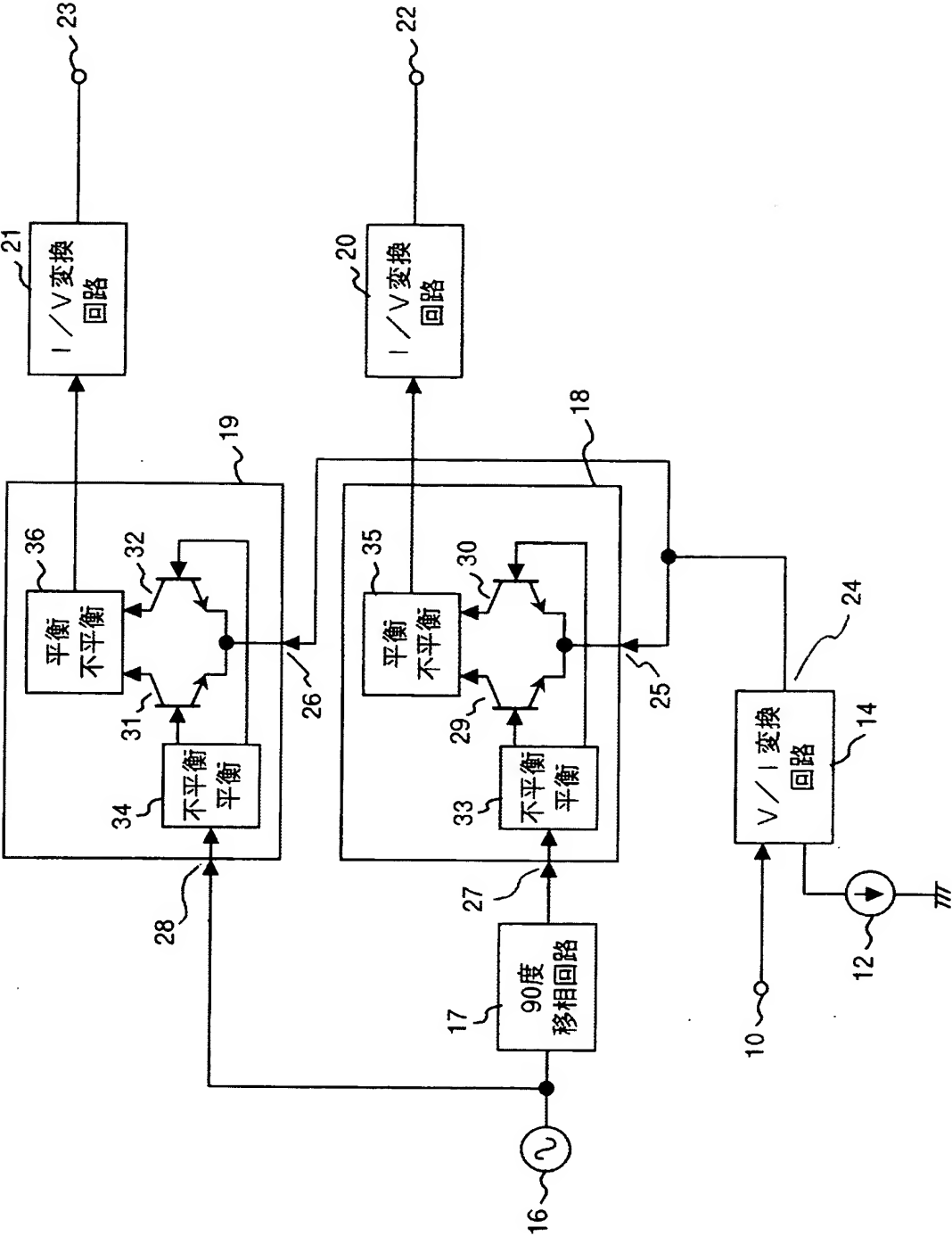
【図 5】

図 5



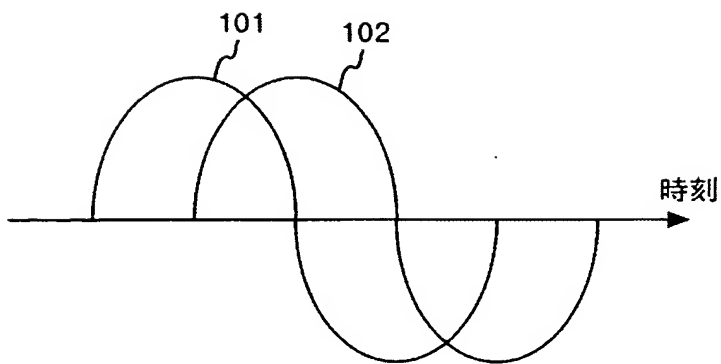
【図 6】

図 6



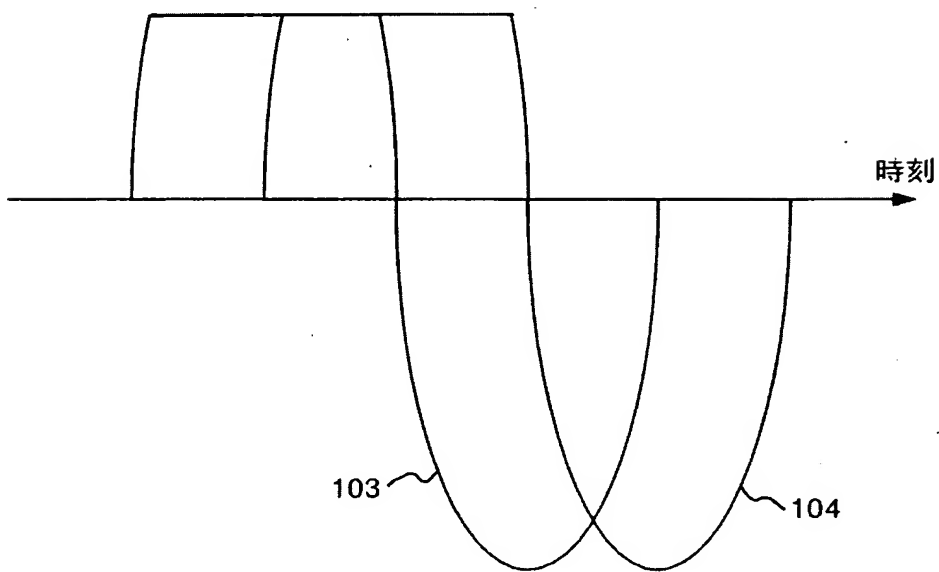
【図 7】

図 7

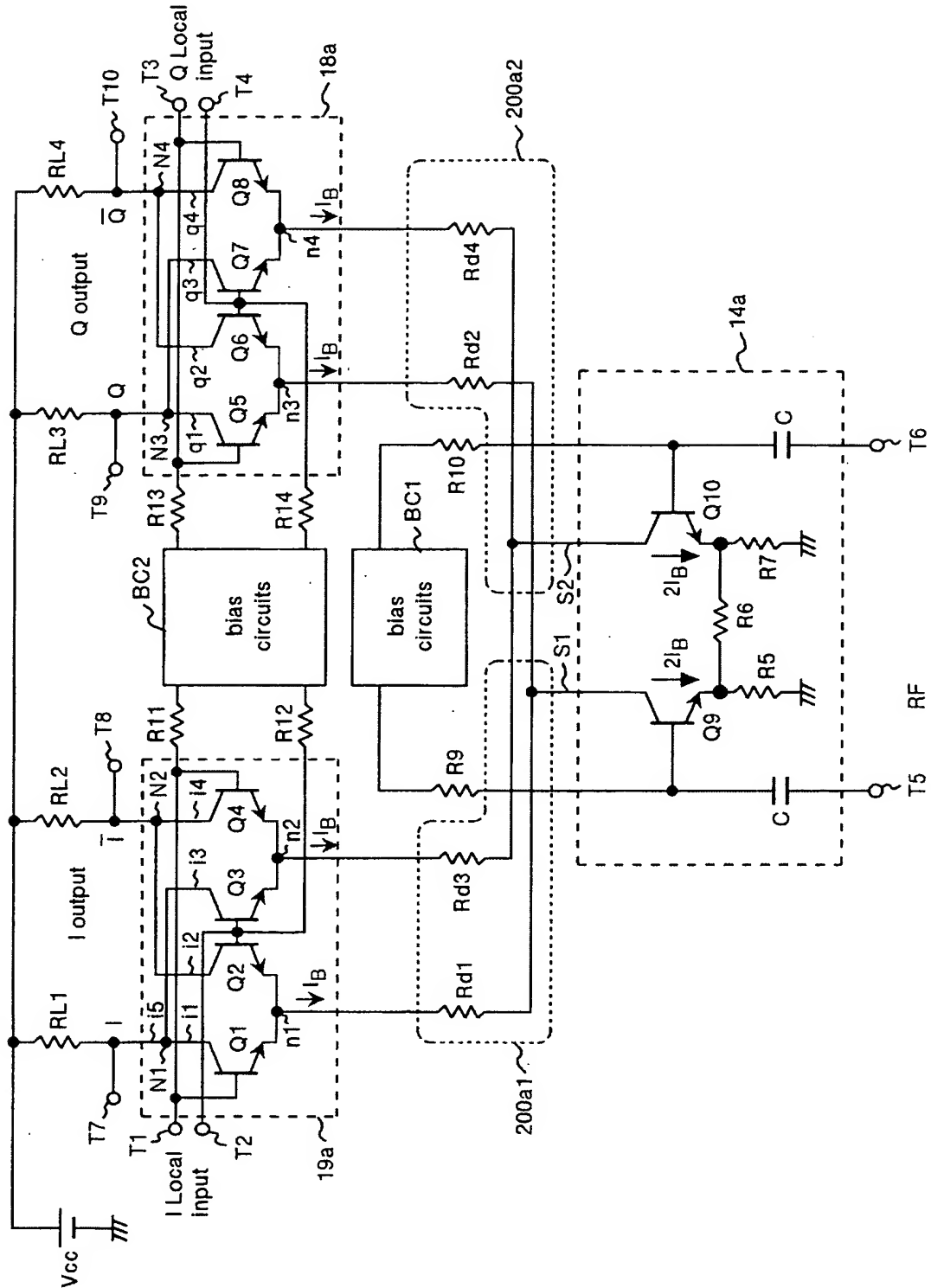


【図 8】

図 8

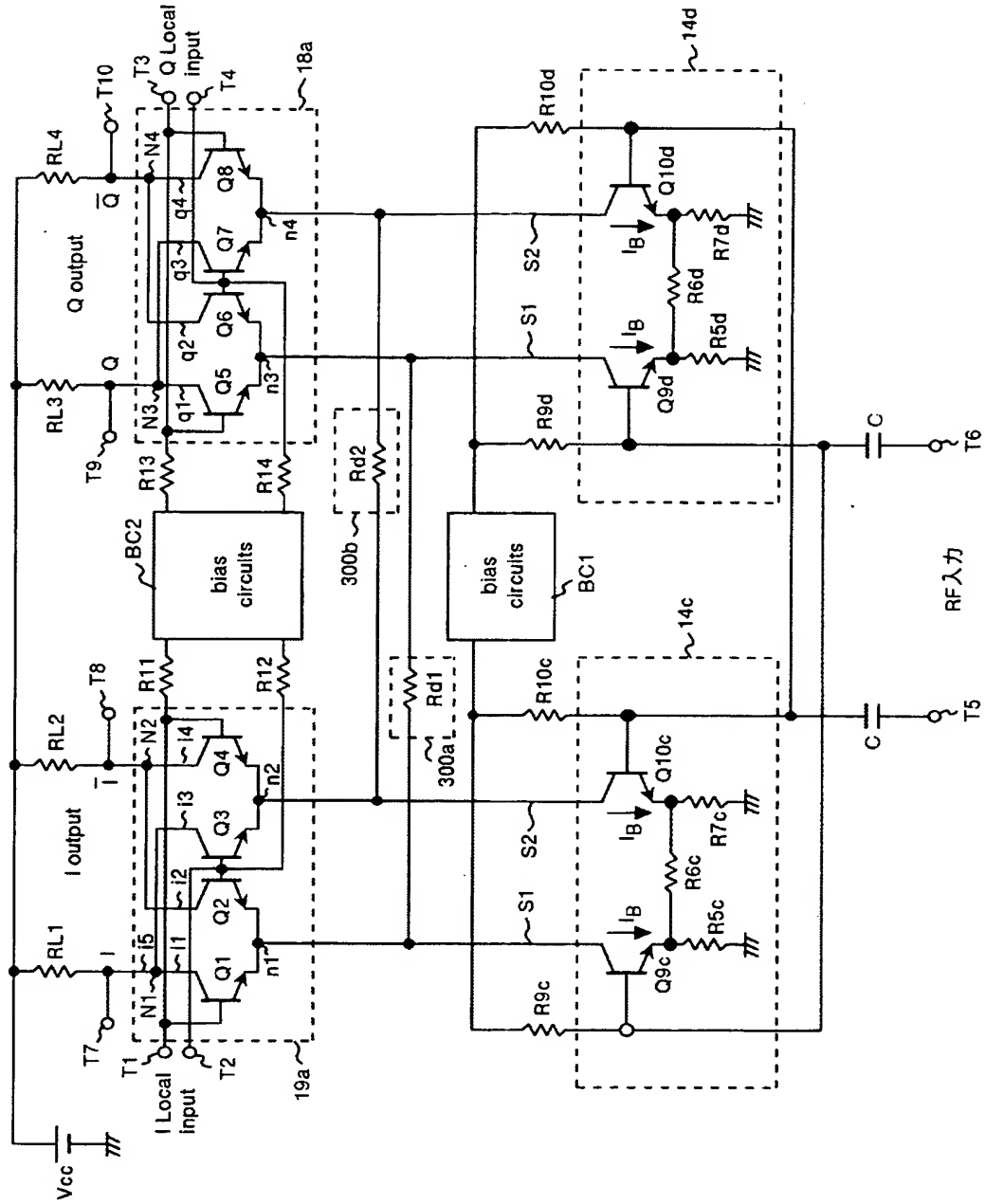


【図 9】



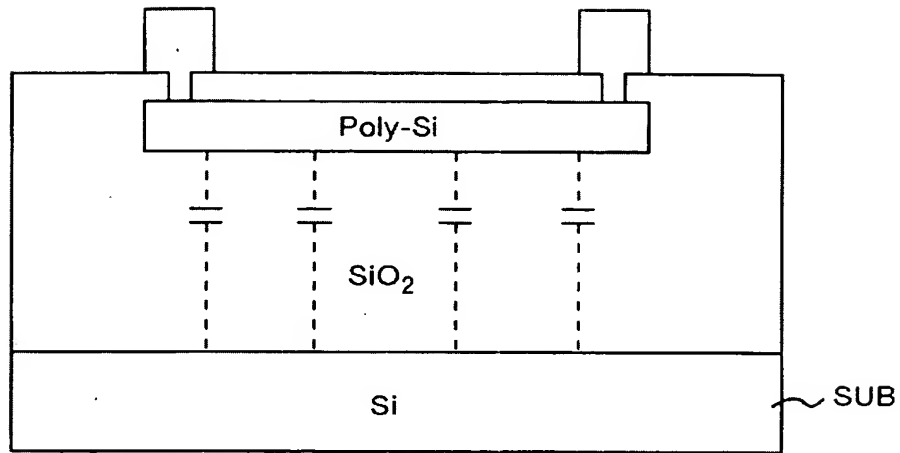
【図 10】

図 10



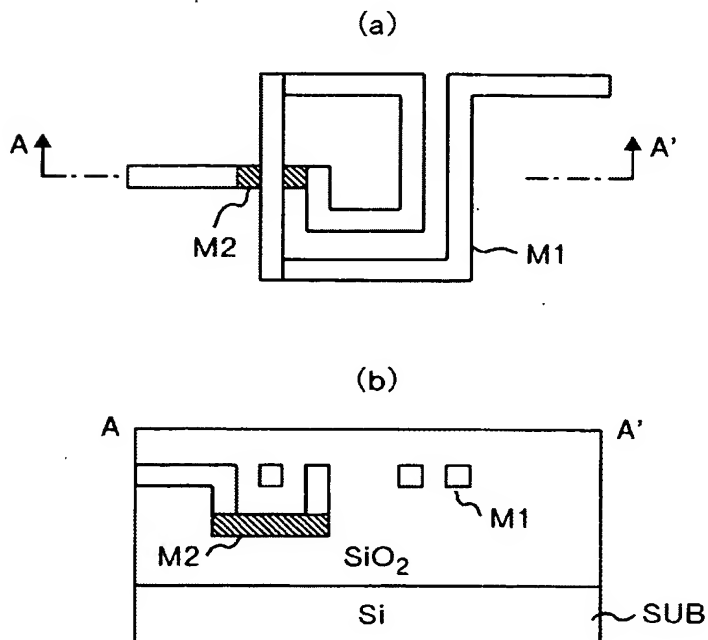
【図 11】

図 11



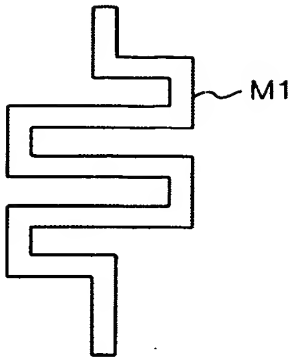
【図 12】

図 12



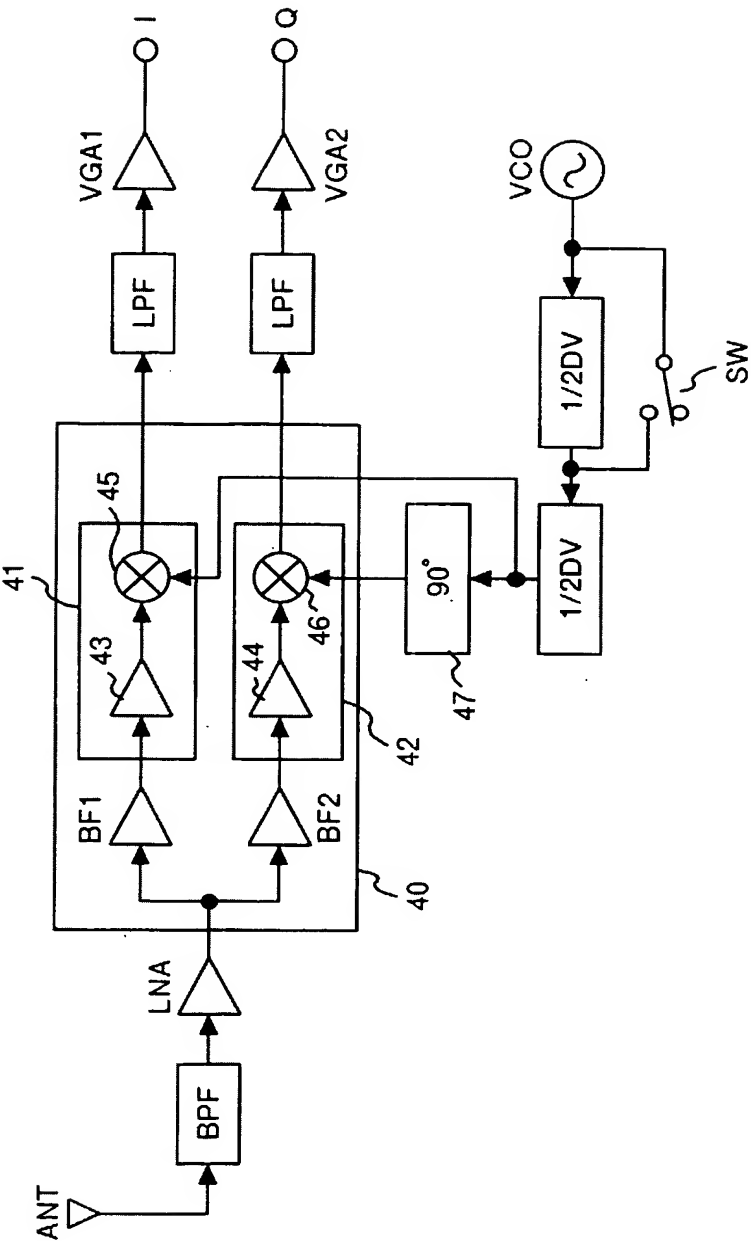
●
【図 1 3】

図 1 3



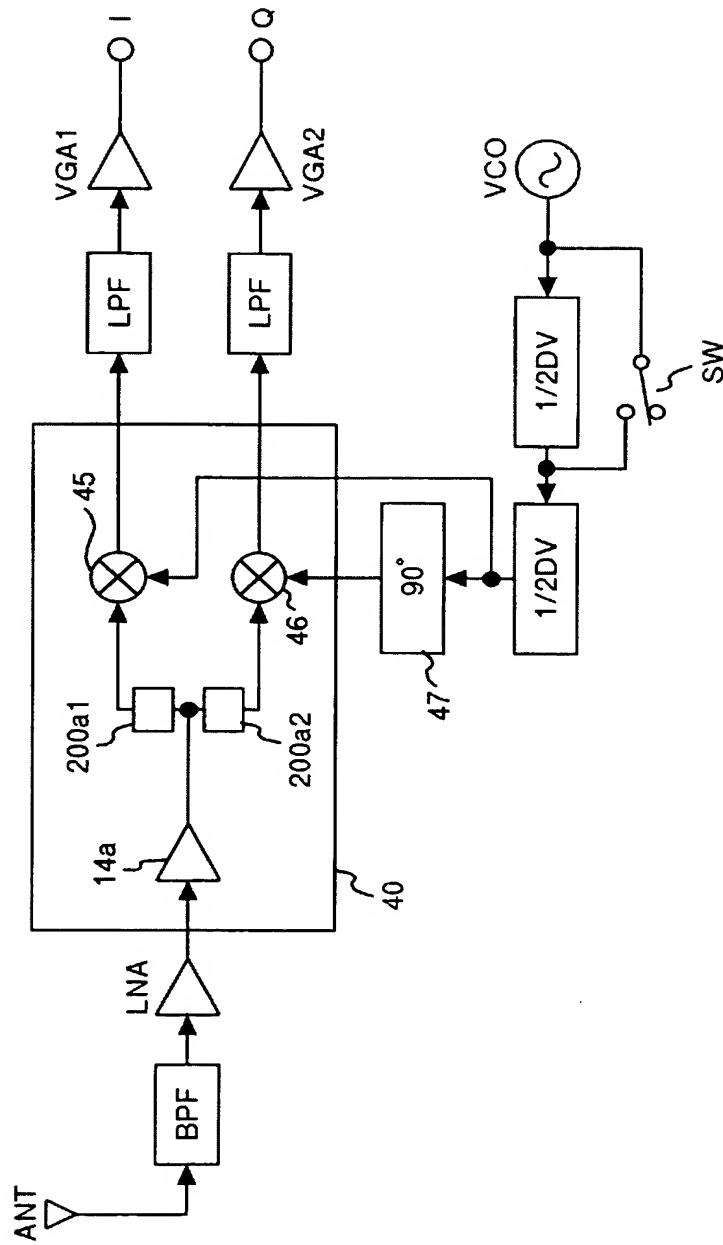
【図 14】

図 14



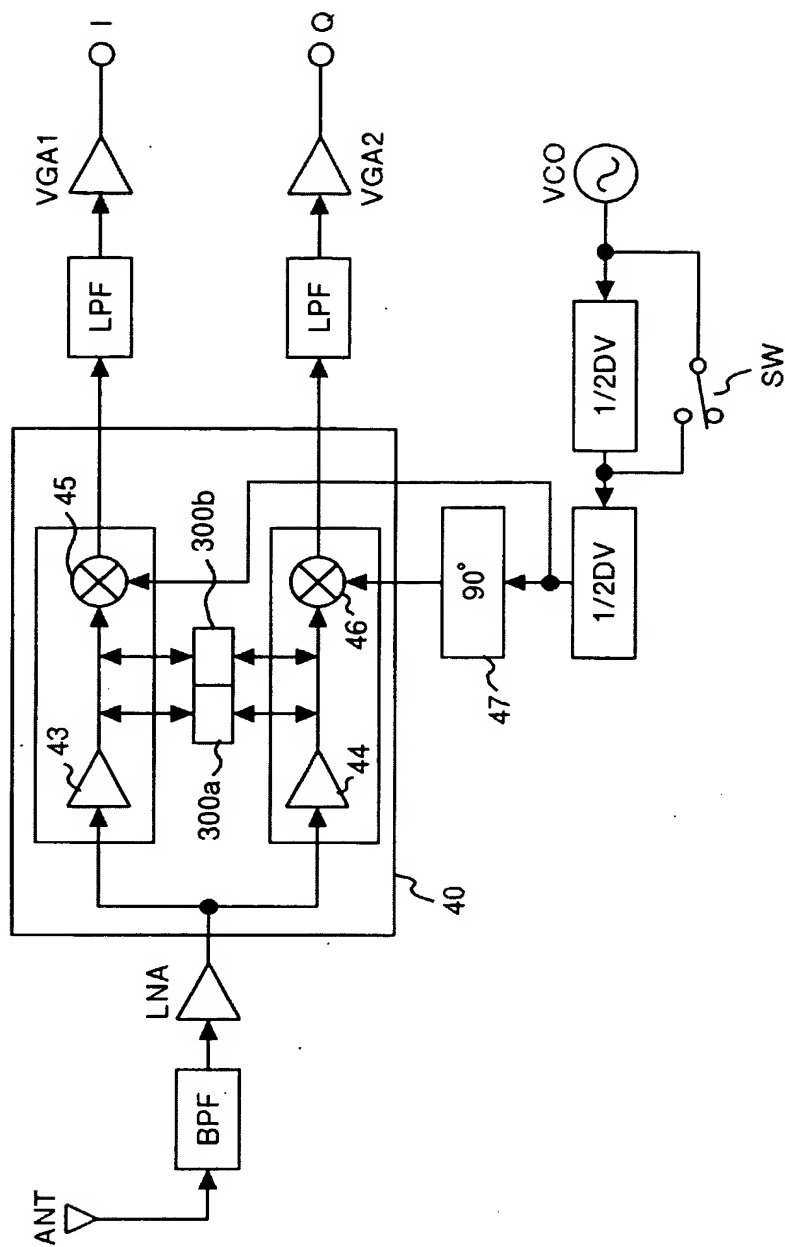
【図 15】

図 15



【図 16】

図 16



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ローカル信号の振幅を大きくできるため利得や雑音特性が良好で、かつ、消費電流の小さい直交ミキサ回路。

【解決手段】 電流分岐回路 200 の電流出力端子 202、203 の電圧は異なるため、電流スイッチ回路 18、19 の電流入力端子 25、26 の電圧はローカル信号の振幅が大きくとも互いに影響を受けない。そのため、ローカル信号の振幅を大きくし、直交ミキサの性能を向上できる。また、直流電流源 12 により電流スイッチ回路 18、19 と V/I 変換回路 14 のバイアス電流は電流分岐回路を通して共通に供給されているため、消費電流が少ない。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 3 6 1 4 6 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 3 1 2 1 1 0 3]

1. 変更年月日

2 0 0 3 年 4 月 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号

氏 名

株式会社ルネサステクノロジ